

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日 2 0 0 3 年 2 月 1 0 日
Date of Application:

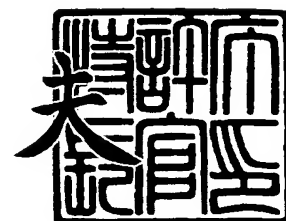
出 願 番 号 特 願 2 0 0 3 - 0 3 2 7 0 8
Application Number:
[ST. 10/C]: [J P 2 0 0 3 - 0 3 2 7 0 8]

出 願 人 株 式 会 社 デ ン ソ ー
Applicant(s):

2 0 0 3 年 1 1 月 1 4 日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今 井 康



【書類名】 特許願

【整理番号】 PNID4146

【提出日】 平成15年 2月10日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 G01S 13/02

【発明者】

 【住所又は居所】 愛知県刈谷市昭和町 1 丁目 1 番地 株式会社デンソー内

 【氏名】 夏目 一馬

【発明者】

 【住所又は居所】 愛知県刈谷市昭和町 1 丁目 1 番地 株式会社デンソー内

 【氏名】 筈見 浩史

【特許出願人】

 【識別番号】 000004260

 【氏名又は名称】 株式会社デンソー

【代理人】

 【識別番号】 100082500

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 足立 勉

 【電話番号】 052-231-7835

【手数料の表示】

 【予納台帳番号】 007102

 【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

 【物件名】 明細書 1

 【物件名】 図面 1

 【物件名】 要約書 1

 【包括委任状番号】 9004766

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 アンテナの配列方法、及びレーダ装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 複数の送信アンテナと複数の受信アンテナとをそれぞれ一つずつ組み合わせてなる複数のチャンネルを有し、各チャンネルを介して電波を送受信することにより、少なくとも電波を反射したターゲットの方位を求めるレーダ装置に用いられるアンテナの配列方法であって、

同一の送信アンテナを用いるチャンネル群のうち、前記送信アンテナが互いに隣接するチャンネル群同士では、前記ターゲットとの間を往復する電波の経路長が互いに等しくなるチャンネルが少なくとも 1 個は存在し、且つチャンネル全体では前記経路長が一定距離ずつ異なるチャンネルが前記受信アンテナの個数より多種類存在するように、前記送信アンテナ間の間隔、及び前記受信アンテナ間の間隔を設定することを特徴とするアンテナの配列方法。

【請求項 2】 前記送信アンテナを m ($m \geq 2$) 個、前記受信アンテナを n ($n \geq 2$) 個として、前記受信アンテナ間の間隔を d 、前記送信アンテナ間の間隔を $D = d \times k$ ($2 \leq k \leq n - 1$) に設定し (但し、 m , n , k はいずれも整数)

前記送信アンテナが隣接するチャンネル群同士では、前記経路長の等しいチャンネルが $n - k$ 個ずつ存在し、且つチャンネル全体では前記経路長が一定距離ずつ異なる $(m - 1) \times k + n$ 種類のチャンネルが存在することを特徴とする請求項 1 記載のアンテナの配列方法。

【請求項 3】 請求項 1 又は請求項 2 に記載のアンテナの配列方法に従って配列された送信アンテナと受信アンテナとを組み合わせてなる複数のチャンネルのいずれかを使用して電波を送受信し、送信信号と受信信号とを混合してなるビート信号を生成する送受信手段と、

予め設定された測定サイクル毎に、電波の送信に使用する送信アンテナを順次切り替えると共に、各測定サイクル中は、予め設定されたチャンネル切替間隔毎に、電波の受信に使用する受信アンテナを順次切り替えることにより、同一測定サイクル内では、同じ送信アンテナを使用するチャンネル群のビート信号を時分

割多重してなる多重化信号が前記送受信手段から供給されるよう制御する切替制御手段と、

前記送受信手段から供給される多重化信号をサンプリングしたデータに基づいて、少なくとも電波を反射したターゲットの方位を求める信号処理手段と、

を備え、

前記信号処理手段に、前記経路長が互いに等しいチャンネルについてのデータに基づき、前記測定サイクルの異なるチャンネル群間に生じる誤差を検出し、該誤差が相殺されるよう各チャンネルのデータを補正する補正手段を設けたことを特徴とするレーダ装置。

【請求項 4】 前記補正手段が補正する誤差には、少なくとも位相が含まれていることを特徴とする請求項 3 に記載のレーダ装置。

【請求項 5】 前記送受信手段は、周波数が時間と共に三角波状に変化するよう変調された電波を送受信し、

前記切替制御手段は、切替制御の対象となる受信アンテナの数、又は、前記チャンネル切替間隔のうち、少なくとも一方を変化させることで、周波数変調の傾きを変化させる変調傾き可変手段を備えることを特徴とする請求項 3 又は請求項 4 に記載のレーダ装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、複数のアンテナを用いて電波を送受信することにより、少なくとも電波を反射したターゲットの方位を求めるレーダ装置、及びそのようなレーダ装置に用いられるアンテナの配列方法に関する。

【0002】

【従来の技術】

従来より、レーダ装置を車両に搭載し、衝突防止等の安全装置として役立てることが行われている。この種のレーダ装置としては、ターゲットとの距離及び相対速度を同時に検出可能であり、しかも構成が比較的簡単で小型化、低価格化に適した FMCW 方式のレーダ装置（以下「FMCW レーダ装置」という）が用い

られている。

【0003】

このFMCWレーダ装置では、図5（a）に実線で示すように、三角波状の変調信号により周波数変調され周波数が時間に対して直線的に漸次増減する送信信号 S_s をレーダ波として送信し、ターゲットにより反射されたレーダ波（以下では「反射波」ともいう）を受信する。この時、受信信号 S_r は、図5（a）に点線で示すように、レーダ波がターゲットとの間を往復するのに要する時間、即ちターゲットまでの距離に応じた時間 T_r だけ遅延し、ターゲットとの相対速度に応じた周波数 f_d だけドップラシフトする。

【0004】

このような受信信号 S_r と送信信号 S_s とをミキサで混合することにより、図5（b）に示すように、両信号 S_r 、 S_s の差の周波数成分であるビート信号を発生させる。なお、送信信号 S_s の周波数が増加する時のビート信号の周波数（以下「上り変調時のビート周波数」という） f_{b1} と、送信信号 S_s の周波数が減少する時のビート信号の周波数（以下「下り変調時のビート周波数」という） f_{b2} とから、遅延時間 T_r に基づく周波数 f_r は（1）式、ドップラシフト周波数 f_d は（2）式にて表される。

【0005】

そして、これらの周波数 f_r 、 f_d に基づいて、（3）（4）式からターゲットとの距離 R 及び相対速度 V を求めるようにされている。

【0006】

【数 1】

$$f_r = \frac{f_{b1} + f_{b2}}{2} \quad (1)$$

$$f_d = \frac{f_{b1} - f_{b2}}{2} \quad (2)$$

$$R = \frac{c \cdot f_r}{4 \cdot f_m \cdot \Delta F} \quad (3)$$

$$V = \frac{c \cdot f_d}{2 \cdot F_o} \quad (4)$$

【0007】

但し、 c は電波伝搬速度、 f_m は送信信号の変調周波数、 ΔF は送信信号の周波数変動幅、 F_o は送信信号の中心周波数である。

また、ビート周波数 f_{b1} 、 f_{b2} の特定には一般に信号処理が用いられている。具体的には、ビート信号をサンプリングし、上り／下りの各変調時毎に高速フーリエ変換 (FFT) 処理を行うことにより、各変調時毎にビート信号の周波数分布を求め、信号強度がピークとなる成分の周波数をビート周波数 f_{b1} 、 f_{b2} としている。

【0008】

なお、ビート信号のサンプリング周波数 f_s は、周知のように、ビート信号の上限周波数の2倍以上に設定する必要がある。つまり、予め設定された検知範囲内に存在するターゲットからの反射波に基づいて生成されるビート信号の周波数成分が、この上限周波数以下の信号帯域内に入るようにレーダ波の周波数変動幅 ΔF や変調周期 $1/f_m$ などが設定される。

【0009】

但し、歩道橋や道路近傍の建物等、車両と比較してサイズの大きい固定建造物等からの反射波は、検知範囲外に位置する遠距離からのもの（以下では「遠距離ターゲット」という）であっても十分に大きく、従って、このような遠距離ターゲットからの反射波を受信すると、ビート信号には、図6 (a) に示すように、上限周波数以上の周波数成分が含まれてしまう。但し、図はビート信号の周波数

分布を表すグラフである。このビート信号をサンプリングしてFFT処理を行うと、遠距離ターゲットに基づく上限周波数以上の周波数成分が、図中点線で示すように、サンプリング周波数の $1/2$ の周波数を対称軸として折り返されることにより、信号帯域内に偽のピークが出現し、検知範囲内にターゲットが存在するものとして誤検出されてしまう。

【0010】

また、上述のような遠距離ターゲットが存在しない場合でも、ビート信号をサンプリングしてFFT処理を行うと、図6（b）に示すように、信号帯域内に折り返されたノイズ成分により、信号帯域のノイズフロアが上昇してSN比が劣化するため、検知能力を低下させてしまう。

【0011】

そこで、一般的には、ミキサの出力側にアンチエイリアシングフィルタを設けることにより、図6（c）に示すように、ミキサにて生成されたビート信号から、信号帯域外のノイズ成分、特にサンプリング周波数の $1/2$ 以上の周波数成分を除去し、上述したようなFFT処理によって生じる折り返しの影響を抑えることが行われている。

【0012】

一方、レーダ装置によるターゲットの検出範囲を拡大したり、ターゲットが存在する方位を精度よく測定するため、ターゲットからの反射波を複数の受信アンテナにて受信し、各受信アンテナの位置に応じて生じる受信信号の位相差や振幅差のから、ターゲットの方位を求める電子スキャン方式のレーダ装置が知られている。

【0013】

この種のレーダ装置では、装置を安価に構成するため、複数の受信アンテナに対して、ビート信号を生成するための受信器（ミキサ）を一つだけ設け、この単一のミキサにより、各受信アンテナからの受信信号を時分割処理することが行われている。以下では、レーダ波の送受信に使用する送信側のアンテナと受信側のアンテナとの組合せパタンのそれぞれをチャンネルという。

【0014】

また、少ないアンテナで多くのチャンネルを設定できるように、受信アンテナだけでなく、送信アンテナも複数備えるように構成することも行われている。

(例えば、特許文献1参照。)

【0015】

【特許文献1】

特開2001-99918号公報(段落[0026]～[0029])

【0016】

【発明が解決しようとする課題】

しかし、このように複数チャンネルからの受信信号をミキサが時分割処理する場合に、アンチエイリアシングフィルタを用いると、正確な検出結果を得ることができないという問題があった。

【0017】

即ち、ミキサに供給される時分割多重された受信信号には、チャンネル切替周期を $1/f_x$ として、周波数 f_x の整数倍の高調波が含まれるため、ミキサが生成するビート信号もこの高調波に基づく周波数成分が付加されることにより広帯域化する。つまり、上述のアンチエイリアシングフィルタは、多重化された各チャンネルの信号の分離に必要な情報も除去してしまうため、その結果、各チャンネルの信号が互いに重なり合ってしまい、正確な信号レベルをサンプリングできなくなってしまうのである。

【0018】

また、送信側に複数のアンテナを設けることで多チャンネル化が図られている場合、チャンネルの切替時には、新たなチャンネルのビート信号のサンプリングを開始する前に、前チャンネルのレーダ波に基づくビート信号をサンプリングしてしまうことがないように、少なくともレーダ波が最大検知距離を往復するのに必要な時間(以下「送信待ち時間」と称する。)だけ待機しなければならない。

【0019】

このため、1チャンネル当たりのサンプリング間隔や、送信信号の周波数を変調する際の掃引時間 T が長くなってしまい、上述したエイリアシングによる問題がより発生しやすくなると共に、相対速度の検知可能エリアが狭くなってしまう

という問題があった。

【0020】

即ち、複数チャンネル間の受信信号の位相差や振幅差に基づいて方位を求める場合、比較する信号の同時性を確保するために、全チャンネルを順番に切り替える必要がある。しかし、図7に示すように、送信アンテナ（図では二つの送信アンテナA、B）を切り替える毎に、送信待ち時間を挿入しなければならないため、全チャンネルA1～An、B1～Bnを一通り選択するのに要する時間、即ち1チャンネル当たりのサンプリング間隔は、単一の送信アンテナを使用する場合と比較して、少なくとも送信待ち時間に送信アンテナ数を乗じた時間だけ余分に必要となり、ひいては、掃引時間Tも大幅に長くなってしまうのである。

【0021】

また、図8は、周波数変動幅 ΔF を一定（200MHz）とし、1チャンネル当たりのサンプリング周波数 f_s を変化（変調A：185kHz、変調B：370kHz）させることにより掃引時間Tを変化させた時の距離R、相対速度Vの検知可能エリアの変化を表すグラフである。図示されているように、掃引時間Tが長くなると（変調A）、検知可能な相対速度Vの範囲が狭くなることがわかる。但し、最大距離が得られるのは $f_r = f_s / 2$ の時、最大相対速度が得られるのは $f_d = f_s / 4$ の時であり、ここでは、1チャンネル当たりのサンプリング数 D_{pc} を512とした。

【0022】

本発明は、上記問題点を解決するために、複数の送信アンテナ及び複数の受信アンテナを順次切り替えて電波を送受信するレーダ装置において、遠距離ターゲットからの受信信号や受信機ノイズのエイリアシングを抑制し、また、相対速度の大きなターゲットの検出も可能にすることを目的とする。

【0023】

【課題を解決するための手段】

上記目的を達成するためになされた第1の発明であるアンテナ配列方法は、複数の送信アンテナと複数の受信アンテナとをそれぞれ一つずつ組み合わせてなる複数のチャンネルを有し、各チャンネルを介して電波を送受信することにより、

少なくとも電波を反射したターゲットの方位を求めるレーダ装置に用いられる。

【0024】

そして、同一の送信アンテナを用いるチャンネル群のうち、送信アンテナが互いに隣接するチャンネル群同士では、ターゲットとの間を往復する電波の経路長が互いに等しくなるチャンネルが少なくとも1個は存在し、且つチャンネル全体では経路長が一定距離ずつ異なるチャンネルが受信アンテナの個数より多種類存在するように、送信アンテナ間の間隔、及び受信アンテナ間の間隔を設定する。

【0025】

具体的には、送信アンテナを m ($m \geq 2$) 個、受信アンテナを $(n \geq 2)$ 個として、受信アンテナ間の間隔を d 、送信アンテナ間の間隔を $D = d \times k$ ($2 \leq k \leq n - 1$) に設定すればよい。但し、 m , n , k はいずれも整数である。この場合、送信アンテナが隣接するチャンネル群同士では、経路長の等しいチャンネルが $n - k$ 個ずつ存在し、且つ全体では経路長が一定距離ずつ異なる $(m - 1) \times k + n$ 種類のチャンネルが存在することになる。

【0026】

但し、アンテナを効率よく利用するには $k = n - 1$ であること、即ち、送信アンテナが互いに隣接するチャンネル群同士で、経路長の等しいチャンネルが1個だけとなるように設定することが望ましい。

例えば、図4に示すように、2個 ($m = 2$) の送信アンテナA, B、4個 ($n = 4$) としたの受信アンテナ1~4を用いるのであれば、送信アンテナ間の間隔は $D = 3 \times d$ ($k = n - 1$ の場合) に設定される。これら間隔 d , D と比較してターゲットまでの距離は十分に遠く、ターゲットからの反射波はいずれのアンテナにも同じ角度 θ にて入射されるとすると、ターゲットから各受信アンテナ1~4に至る電波経路は、互いに隣接する受信アンテナ間で $\Delta S (= d \times \sin \theta)$ ずつ異なり、各送信アンテナA, Bからターゲットに至る電波経路は、両送信アンテナ間で $\Delta R (= D \times \sin \theta) = 3 \times \Delta S$ だけ異なる。

【0027】

従って、送信アンテナと受信アンテナとを組み合わせる各チャンネルA1~A4, B1~B4についてのターゲットまでの往復経路の経路差は、最も経路

長の短いチャンネル B 4 を基準にすると、図 4 (b) の表に示す通りである。

つまり、送信アンテナ A を使用したチャンネル群を構成する各チャンネル A 1 ~ A 4 の中で最も経路長の短いチャンネル A 4 と、送信アンテナ B を使用したチャンネル群を構成する各チャンネル B 1 ~ B 4 の中で最も経路長の長いチャンネル B 1 とは、同じ経路長を有するため、チャンネル全体では、経路長が ΔS ずつ異なる 7 種類のチャンネルが得られることになる。

【0028】

また、第 2 の発明であるレーダ装置では、送受信手段が、上記アンテナの配列方法に従って配列された送信アンテナと受信アンテナとを組み合わせる複数のチャンネルのいずれかを使用して電波を送受信し、送信信号と受信信号とを混合してなるビート信号を生成する。

【0029】

この時、切替制御手段が、予め設定された測定サイクル毎に、電波の送信に使用する送信アンテナを順次切り替えると共に、各測定サイクル中は、予め設定されたチャンネル切替間隔毎に、電波の受信に使用する受信アンテナを順次切り替える。これにより、同一測定サイクル内では、同じ送信アンテナを使用するチャンネル群のビート信号を時分割多重してなる多重化信号が送受信手段から供給される。そして、信号処理手段が、この多重化信号をサンプリングしたデータに基づいて、少なくとも電波を反射したターゲットの方位を求める。但し、信号処理手段では、補正手段が、経路長が互いに等しいチャンネルについてのデータに基づき、測定サイクルの異なるチャンネル群間に生じる誤差を検出し、その誤差が相殺されるよう各チャンネルのデータを補正し、この補正されたデータに基づいてターゲットの方位等を求める。

【0030】

即ち、経路長が互いに等しくなるように設定されたチャンネルは、互いに異なる測定サイクルで使用されるため、両チャンネルから収集されるデータ間には、測定サイクルの時間差に応じた誤差が生じる。この誤差が相殺されるようにデータを補正をすることで、異なる測定サイクルで収集されたデータ間の同時性を補償することができ、ひいては、各測定サイクルの信号を同時に検出されたものと

みなして、信号処理を行うことができるのである。

【0031】

このように本発明によれば、受信アンテナの切替が一通り終了する毎に送信アンテナの切替を行うのではなく、同一測定サイクルでは、送信アンテナを固定して、その送信アンテナを使用するチャンネル群の中でのみ、チャンネルの切替を繰り返すため、測定サイクルの途中に送信待ち時間が挿入されることなく、チャンネル当たりのサンプリング間隔を大幅に短縮することができる。

【0032】

なお、補正手段が補正する誤差には、少なくとも位相が含まれていることが望ましい。また、位相以外に振幅を補正するようにしてもよい。具体的には、例えば、測定サイクル毎に収集されたデータを高速フーリエ変換処理した場合には、その処理結果として振幅及び位相を示す複素ベクトル値が得られる。このため、経路長が互いに等しいチャンネル間のベクトル比を補正量として、この補正量を一方の測定サイクルにて得られたデータに乗ずれば、振幅及び位相を同時に補正することができる。

【0033】

また、ベクトルのスカラー差（即ち振幅差）が小さい場合には、複素ベクトルから位相差を算出し、その位相差を補正量として、一方の測定サイクルにて得られたデータの位相を補正すればよい。

ところで、送受信手段が、周波数が時間と共に三角波状に変化するように変調された電波を送受信する、いわゆる FMCW 方式のレーダ装置として構成されている場合、切替制御手段は、切替制御の対象となる受信アンテナの数、又は、チャンネル切替間隔の長さのうち、少なくとも一方を変化させることで、周波数変調の傾きを変化させる構成変調傾き可変手段を備えることが望ましい。

【0034】

即ち、本発明では、上述したように、従来装置と比較して、チャンネル当たりのサンプリング間隔を短縮すること、ひいては、変調傾きをより急峻に設定することが可能なため、変調傾きの自由度が高くなる。このため、本発明によれば、例えば、検出すべき反射波に基づくビート信号と検出する必要のない反射波に基

づくビート信号とで周波数が重なるなどした場合には、変調傾きを変化させて両ビート信号の周波数を制御することにより、両ビート信号を分離することができるため、検出すべき反射波に基づくビート信号を確実に抽出することができる。

【0035】

【発明の実施の形態】

以下に本発明の実施形態を図面と共に説明する。

[第1実施形態]

図1は、本実施形態の車載用レーダ装置の全体構成を表すブロック図である。

【0036】

図1に示すように、本実施形態のレーダ装置2は、変調指令に従って、三角波状の変調信号を生成するD/A変換器10と、D/A変換器10にて生成された変調信号がバッファ12を介して印加され、その変調信号に従って発振周波数が変化する電圧制御発振器(VCO)14と、VCO14の出力を送信信号 S_s とローカル信号 L とに電力分配する分配器16と、送信信号 S_s に応じたレーダ波を放射する m (本実施形態では $m=2$)個の送信アンテナからなる送信側アンテナ部18と、送信側アンテナ部18を構成する送信アンテナのいずれかを送信選択信号 X_s に従って択一的に選択し、選択された送信アンテナに送信信号 S_s を供給する送信スイッチ17とを備えている。

【0037】

また、レーダ装置2は、レーダ波を受信する n (本実施形態では $n=9$)個の受信アンテナからなる受信側アンテナ部20と、受信側アンテナ部20を構成する受信アンテナのいずれかを受信選択信号 X_r に従って択一的に選択し、選択された受信アンテナからの受信信号 S_r を後段に供給する受信スイッチ22と、受信スイッチ22から供給される受信信号 S_r にローカル信号 L を混合してビート信号を生成するミキサ24と、ミキサ24が生成したビート信号を増幅する増幅器26と、増幅器26にて増幅されたビート信号をタイミング信号 P に従ってサンプリングしデジタルデータに変換するA/D変換器28と、送信選択信号 X_s ，受信選択信号 X_r ，タイミング信号 P を生成するタイミング制御部30と、D/A変換器10に対する変調指令を出力すると共に、A/D変換器28を介して

取り込んだビート信号のサンプリングデータの信号処理を行うことにより、レーダ波を反射したターゲットとの距離や相対速度、及びターゲットが存在する方位を求める信号処理部 32 とを備えている。

【0038】

以下では、送信アンテナをそれぞれチャンネル A、チャンネル B、受信アンテナ j ($j = 1 \sim 9$) をチャンネル j とも称し、送信アンテナと受信アンテナとを組み合わせてなる各チャンネルを、チャンネル A1～A9、B1～B9 と称するものとする。

【0039】

ここで、VCO14 は、三角波状の変調信号に従って、時間に対して周波数が直線的に漸増、漸減するよう変調されたミリ波帯の高周波信号を生成し、その中心周波数が $F_0 = 76.5 \text{ GHz}$ 、周波数変動幅が $\Delta F = 100 \text{ MHz}$ となるように設定されている。

【0040】

また、受信側アンテナ部 20 を構成する受信アンテナは、一定間隔 $d = 7.2 \text{ mm}$ にて一列に配列され、一方、送信側アンテナ部 18 を構成する送信アンテナは、間隔 $d = d \times (n - 1) = 57.6 \text{ mm}$ にて配列されている。

これにより、ターゲットとの間を往復する経路長が、チャンネル A9 とチャンネル B1 とで等しくなり、上記経路長の差が一定距離ずつ異なる 17 種類のチャンネル (A1～A8、A9 又は B1、B2～B9) が得られるようにされている。

【0041】

次に、タイミング制御部 30 は、図 2 に示すように、一定周期 $1/f_x$ のパルス列からなるタイミング信号 P を生成すると共に、このタイミング信号 P に同期して、送信アンテナが順番に且つ繰り返し選択されるよう受信スイッチ 22 を動作させる受信選択信号 X_r を生成する。なお、タイミング信号 P の周期 $1/f_x$ は、受信スイッチ 22 の切替周期、或いは A/D 変換器 28 の変換周期のうち、いずれか長い方より長い値に設定される。

【0042】

また、タイミング制御部 3 0 は、1 チャンネル当たりのサンプリング数を D_{pc} (本実施形態では 5 1 2) 個として、タイミング信号 P の $n \times D_{pc}$ 個分のパルス列の出力に要する時間と送信待ち時間とを加えた期間 (以下「測定サイクル」とも称する。) 毎に、送信アンテナが交互に選択されるよう送信スイッチ 1 7 を動作させる送信選択信号 X_s を生成する。

【0 0 4 3】

更に、タイミング制御部 3 0 は、動作許可信号 E_N によって起動、停止が制御されると共に、モード信号 M によって、タイミング信号の周期 $1/f_x$ 、ひいては測定サイクルの増減制御が可能のように構成されている。但し、本実施形態では、 $VCO 14$ にて生成される送信信号の変調周期 (三角波の周期) が、常に測定サイクルと一致するように制御される。つまり、モード信号 M によって送信信号の変調傾きを制御できるようにされている。

【0 0 4 4】

ここでは、モード信号 M によってタイミング信号の周期 $1/f_x$ (即ち測定サイクル) を変化させているが、受信スイッチ 2 2 が選択する受信アンテナの数を変化させるようにしてもよい。但し、この場合、受信アンテナは、チャンネル A の時には、チャンネル 1 に対応する受信アンテナの側から、チャンネル B の時には、チャンネル 9 に対応する受信アンテナの側から、選択対象から外していく必要がある。即ち、選択される受信アンテナを 1 つだけ削減する場合、 $A 1$ チャンネルと $B 9$ チャンネルを選択対象外として、残りの 1 5 チャンネルを使用するように設定すればよい。

【0 0 4 5】

次に、信号処理部 3 2 は、 CPU 、 ROM 、 RAM からなる周知のマイクロコンピュータを中心に構成され、更に、 A/D 変換器 2 8 を介して取り込んだデータについて、高速フーリエ変換 (FFT) 処理を実行するための演算処理装置 (例えば DSP) を備えている。そして、送信選択信号 X_s が出力されている間に、送信信号の周波数の変調 (上り区間/下り区間) を 1 周期分行わせるような変調指令を生成する処理を実行すると共に、 A/D 変換器 2 8 を介して得られたビート信号のサンプリングデータに基づいて、ターゲットとの距離、相対速度、及

びターゲットが存在する方位を求めるターゲット情報検出処理を実行する。

【0046】

このように構成された本実施形態のレーダ装置2では、VCO14が変調信号に従って生成した高周波信号を、分配器16が電力分配することにより、送信信号S_s及びローカル信号L_lが生成され、このうち送信信号S_sは、送信側アンテナ部18を構成する送信アンテナのうち、送信スイッチ17により選択されたものに供給され、その選択された送信アンテナを介してレーダ波として送出される。

【0047】

この送信アンテナから送出されターゲットに反射して戻ってきたレーダ波（反射波）は、受信側アンテナ部20を構成する全ての受信アンテナにて受信されるが、受信スイッチ22によって選択された受信アンテナからの受信信号S_rのみがミキサ24へ供給される。すると、ミキサ24では、この受信信号S_rに分配器16からのローカル信号L_lを混合することによりビート信号を生成し、増幅器26にて増幅されたビート信号は、A/D変換器にて、タイミング信号Pに従ってサンプリングされ信号処理部32に取り込まれる。

【0048】

なお、ミキサ24からは、送信信号の変調周期（測定サイクル）毎に、チャンネルA1～A9のビート信号が時分割多重されたものと、チャンネルB1～B9のビート信号が時分割多重されたものが、送信信号の変調周期（測定サイクルともいう）毎に交互に供給される。

【0049】

ここで、信号処理部32が実行するターゲット情報検出処理を、図3に示すフローチャートに沿って説明する。

本処理が起動すると、まず、タイミング制御部30に対してモード信号Mを出力することでモード設定を行う（S110）。このモード設定では、過去の検出結果に基づき、検出すべきターゲットからの反射波に基づくビート信号が、他のターゲットからの反射波に基づくビート信号に埋もれている場合、或いは埋もれてしまうおそれがある場合に、これを防止するために、送信信号の変調傾きを設

定する。

【0050】

そして、D/A変換器10を介してVCO14に対する変調信号の供給を開始することでレーダ波の送出を開始し(S120)、A/D変換器28を介してビート信号をサンプリングすることでデータを収集する(S130)。ここでは、全チャンネルA1～A9、B1～B9についてのデータが収集されるように、測定サイクル2回分のデータを収集する。そして、必要なデータが全て収集されると、VCO14に対する変調信号の供給を停止することでレーダ波の送出を停止する(S140)。

【0051】

次に、収集したデータを、各チャンネルA1～A9、B1～B9毎に分離し(S150)、その分離したデータに基づいて、各チャンネルA1～A9、B1～B9毎かつ上り／下り各区分毎に、周波数解析処理(ここではFFT処理)を実行してビート信号のパワースペクトルを求める(S160)。

【0052】

この周波数解析処理により、各区分毎に得られたビート信号の周波数分布から、信号強度がピークとなる成分の周波数を特定するピークサーチ処理を実行する(S170)。なお、このピークサーチ処理に使用する周波数分布は、複数あるチャンネルのうちいずれか一つを用いてもよいし、チャンネルA1～A9或いはチャンネルB1～B9の周波数分布の平均を求め、その平均化した周波数分布を用いてもよい。

【0053】

そして、ピークサーチ処理の結果、ピークが複数ある場合には、周波数成分の信号強度や位相を比較することにより、両変調時の間で対になる周波数成分を特定するペアマッチ処理を実行する(S180)。このペアマッチ処理により対になった信号成分の周波数をビート周波数 f_{b1} 、 f_{b2} として、各対毎に上述の(3)(4)式を用いて、ターゲットとの距離R及び相対速度Vを算出する(S190)。

【0054】

次に、各チャンネル A 1～A 9, B 1～B 9 の周波数解析結果から、先の S 1 8 0 にて抽出されたターゲットについてのデータ（複素ベクトルで表された周波数成分）を抽出する（S 2 0 0）。この抽出したデータのうち、チャンネル A 9, B 9 のデータの比（ $[A 9] / [B 1]$ 、但し $[i]$ はチャンネル i のデータを示すものとする。）を算出し、このデータ比を補正量として、チャンネル B 2～B 9 のデータに乗ずることにより、測定サイクル間の時間差に基づく位相や振幅の誤差を補正（S 2 1 0）する。

【0055】

そして、これらチャンネル A 1～A 9 のデータ及び補正されたチャンネル B 2～B 9 のデータに基づいて、デジタルビームフォーミング（DBF）処理を実行し（S 2 2 0）、その処理結果に基づいてターゲットが存在する方位を算出して（S 2 3 0）、本処理を終了する。

【0056】

なお、ここでは、 $[A 9] / [B 1]$ を補正量としているが、 $[B 1] / [A 9]$ を補正量として、この補正量をチャンネル A 1～A 8 のデータに乗ずることによって補正を行い、補正されたチャンネル A 1～A 8 のデータ及びチャンネル B 1～B 9 のデータに基づいて DBF 処理を実行してもよい。また、DBF の代わりに、ESPRIT などの他の方位算出アルゴリズムを用いてもよい。

【0057】

なお、本実施形態においては、図 1 に示す装置構成のうち、タイミング制御部 3 0 が切替制御手段、信号処理部 3 2 が信号処理手段、これら以外の部分が送受信手段に相当する。また、特に、S 2 1 0 が補正手段、S 1 1 0 が可変手段に相当する。

【0058】

以上説明したように、本実施形態のレーダ装置 2 においては、互いに異なる測定サイクルにて収集されたデータ（チャンネル A 1～A 9 のデータ／チャンネル B 1～B 9 のデータ）を、経路長が等しくなるよう設定されたチャンネル A 9, B 1 のデータから求めた補正量を用いて補正することで、同一の測定サイクルで検出されたものと見なして一緒に信号処理できるようにされている。

【0059】

このため、本実施形態のレーダ装置2によれば、一つの測定サイクルで全チャンネルのデータを収集する必要がなくなり、同じ送信アンテナを用いるチャンネルのデータのみを収集すればよいため、測定サイクルの途中に送信待ち時間が挿入されることがなく、1チャンネル当たりのサンプリング間隔を大幅に短縮することができる。

【0060】

つまり、サンプリング周波数 f_s の $1/2$ を、遠距離ターゲットに基づく周波数成分より十分に高く設定でき、FFT処理によって遠距離ターゲットに基づく周波数成分が信号帯域内に折り返されてしまうことがないため、この遠距離ターゲットを検知範囲内のターゲットであるとして誤検出してしまうことを確実に防止できる。

【0061】

また、FFT処理によってビート信号の信号帯域内に折り返されるノイズ成分も減少し、信号帯域内のノイズフロアの上昇も抑制されるため、ビート周波数 f_{b1} 、 f_{b2} の検知能力を向上させることもできる。

更に、1チャンネル当たりのサンプリング間隔が短縮されることにより、測定サイクルの継続時間（掃引時間）が短縮され、ひいては送信信号の周波数の変調傾きを大きく設定することが可能となる。つまり、相対速度の検出可能エリアが拡大されるため、より大きな相対速度を持つターゲットを検出することができる。

【0062】

また更に、本実施形態によれば、1チャンネル当たりのサンプリング間隔が短縮されたことにより、モード信号Mにより送信信号の周波数の変調傾きを大きく側に変化させる際の自由度が高くなり、例えば、異なるターゲットに基づくピーク周波数が重なり合っている場合に、これを確実に分離することができるため、ターゲットの検出性能を向上させることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 車載用レーダ装置の構成を表すブロック図である。

【図 2】 アンテナ切替方法を示す説明図である。

【図 3】 信号処理部が実行する処理の内容を表すフローチャートである。

【図 4】 アンテナの配置間隔とターゲットまでの経路長との関係を示す説明図である。

【図 5】 FMCW方式の動作原理を示す説明図である。

【図 6】 アンチエイリアシングフィルタの効果を示す説明図である。

【図 7】 従来のアンテナ切替方法を示す説明図である。

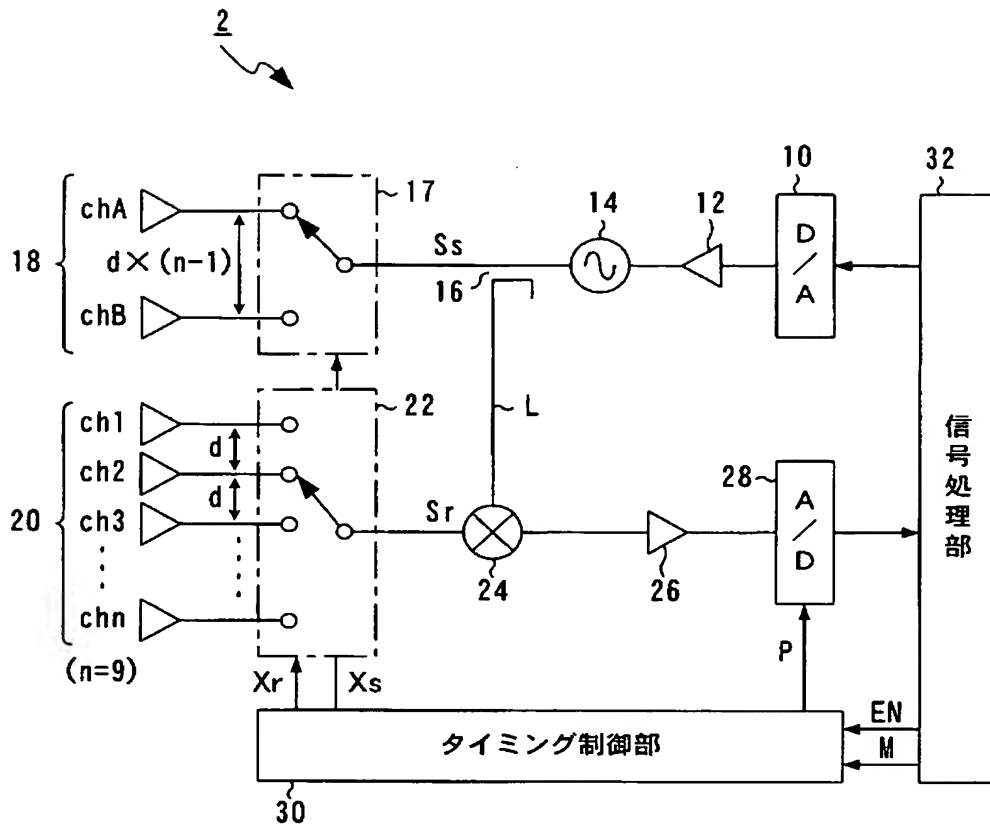
【図 8】 変調周期（掃引時間）と検知範囲との関係を表すグラフである。

【符号の説明】

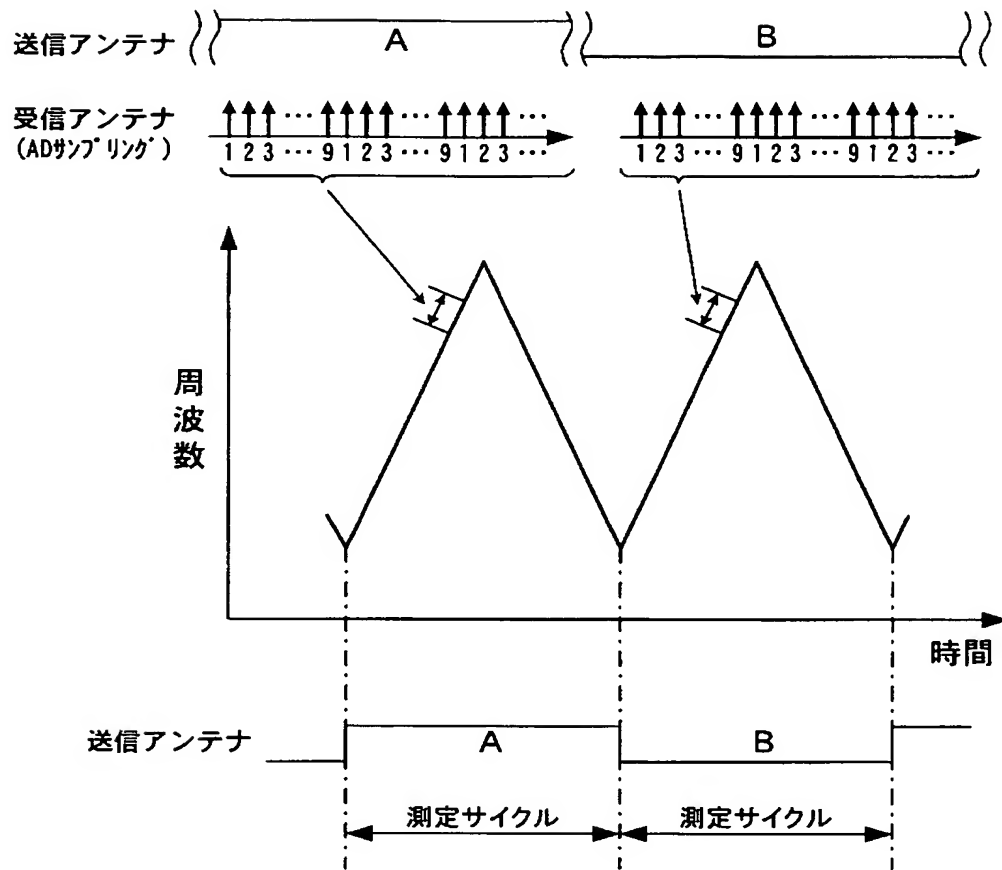
2…レーダ装置、10…D/A変換器、12…バッファ、16…分配器、17…送信スイッチ、18…送信側アンテナ部、20…受信側アンテナ部、22…受信スイッチ、24…ミキサ、26…増幅器、28…A/D変換器、30…タイミング制御部、32…信号処理部。

【書類名】 図面

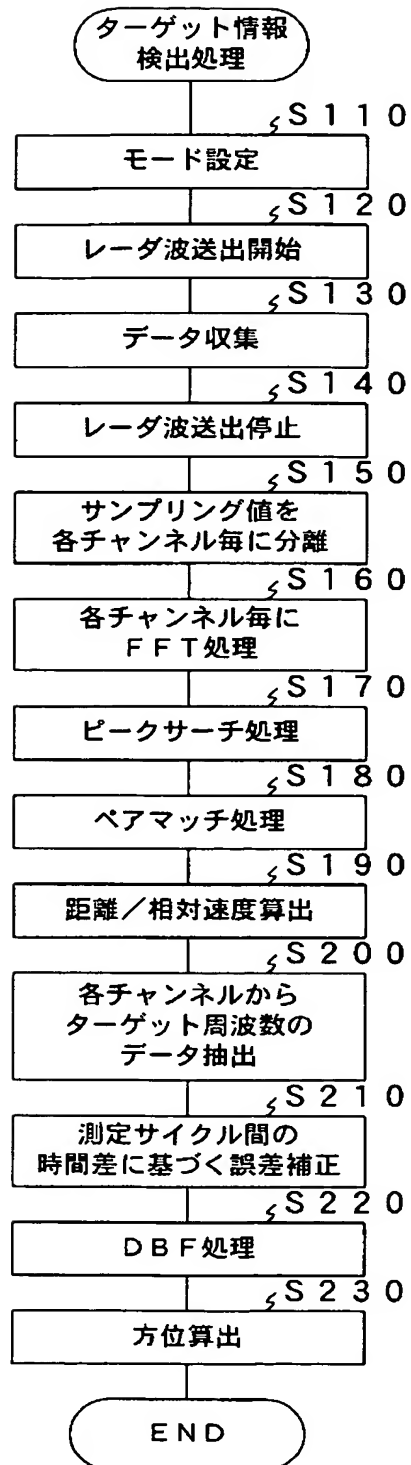
【図 1】



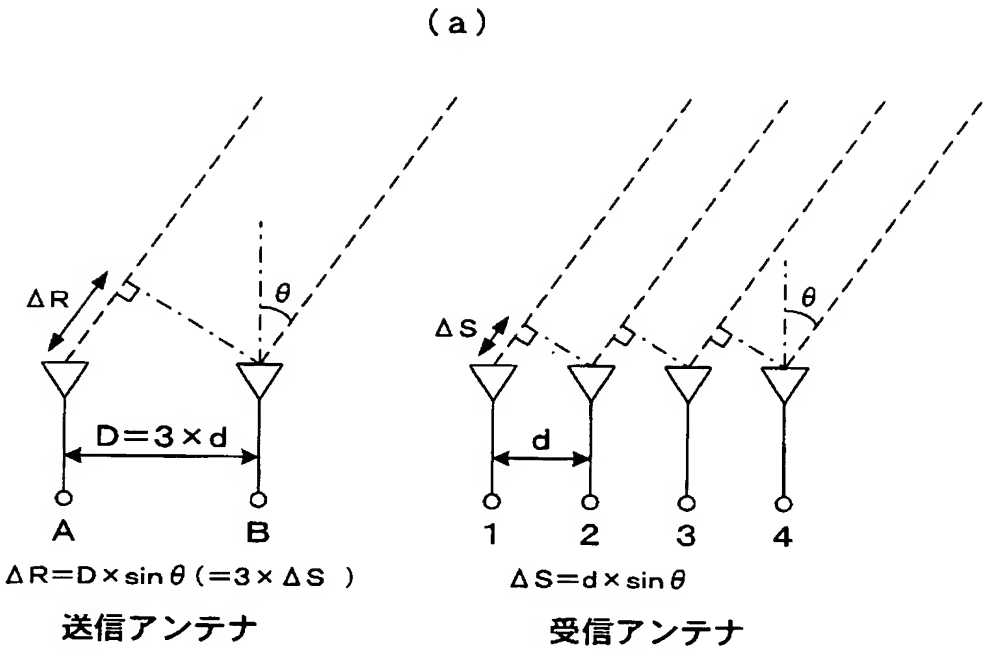
【図 2】



【図 3】



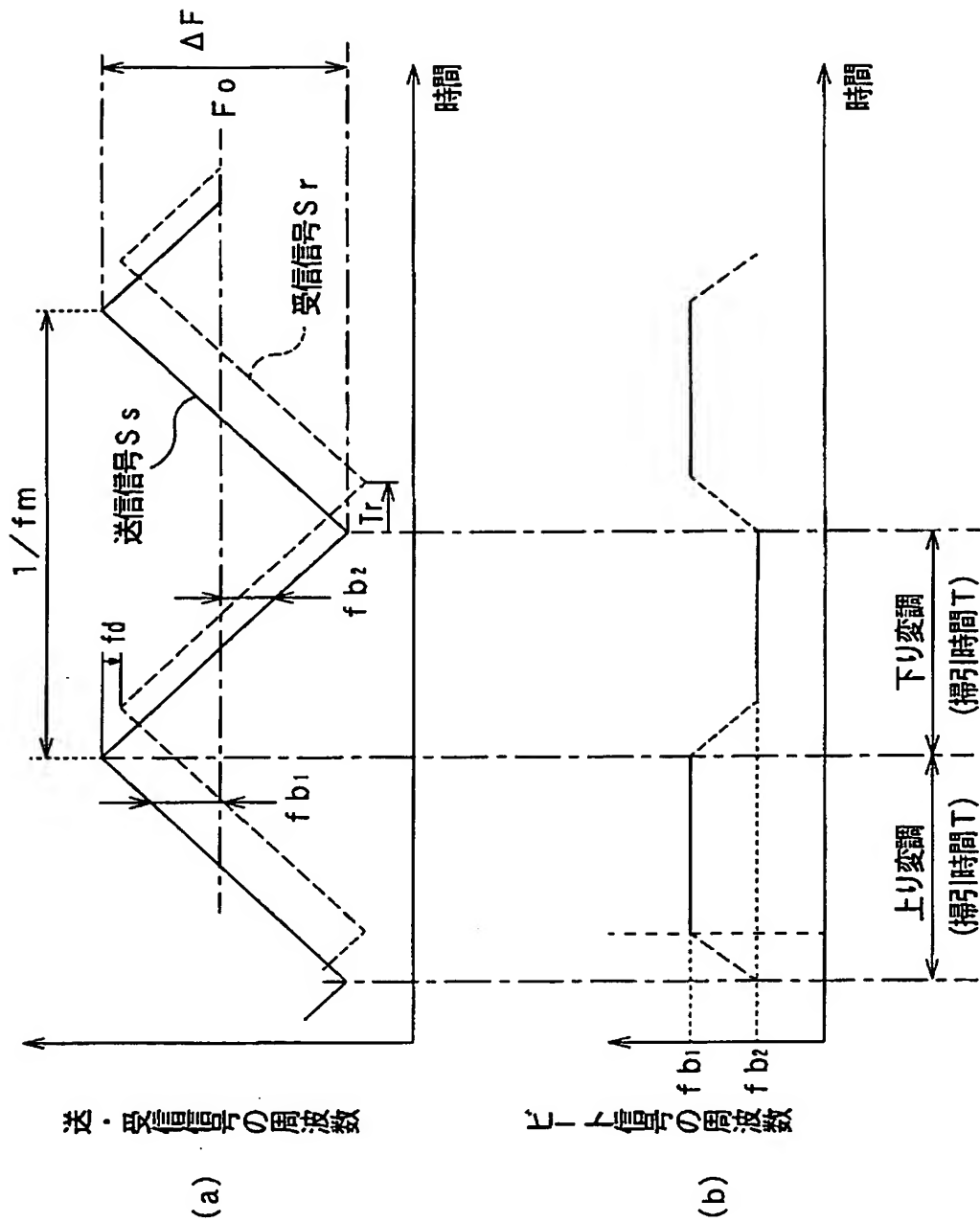
【図 4】



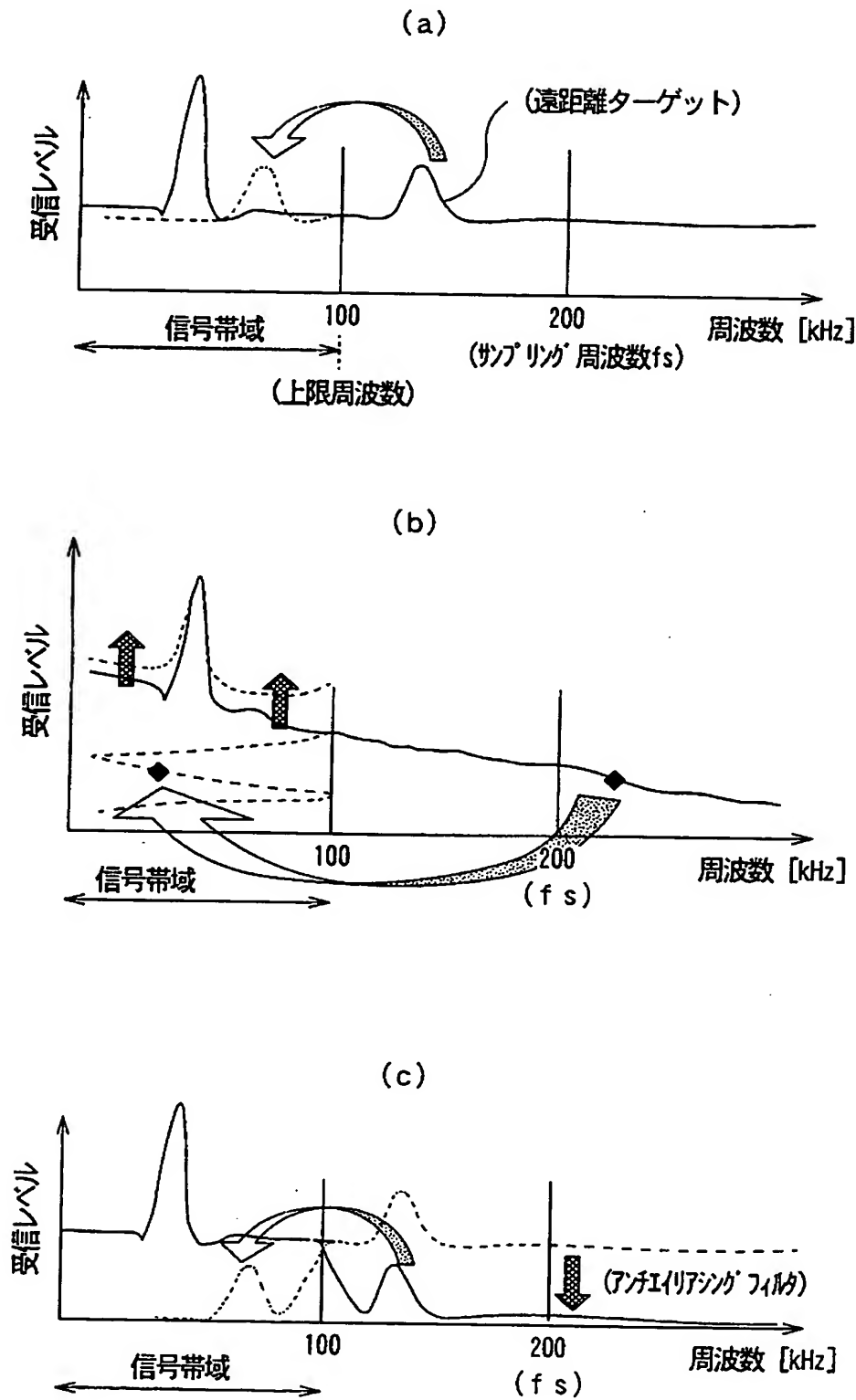
(b)

チャンネル	B4に対する 経路長(位相)差	備考
A1	$6 \times \Delta S$	$(= \Delta R + 3 \times \Delta S)$
A2	$5 \times \Delta S$	$(= \Delta R + 2 \times \Delta S)$
A3	$4 \times \Delta S$	$(= \Delta R + 1 \times \Delta S)$
A4	$3 \times \Delta S$	$(= \Delta R)$
B1	$3 \times \Delta S$	} 同じ
B2	$2 \times \Delta S$	
B3	$1 \times \Delta S$	
B4	—	

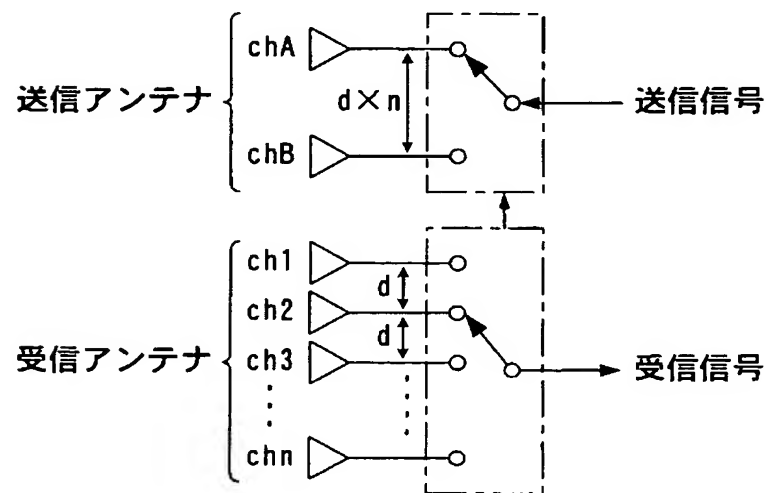
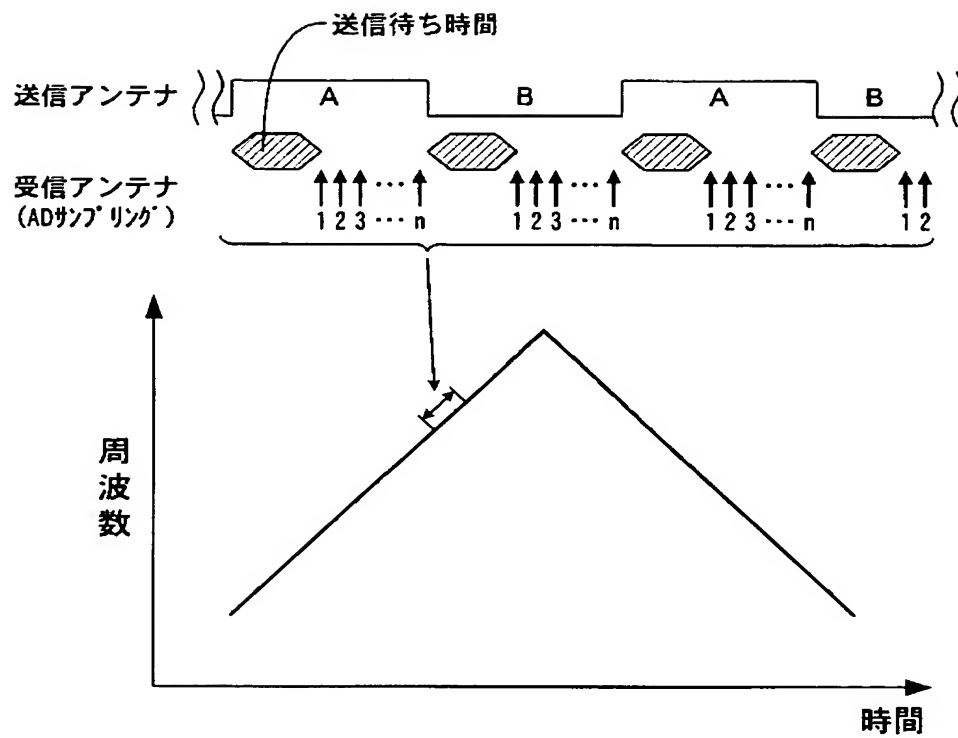
【図 5】



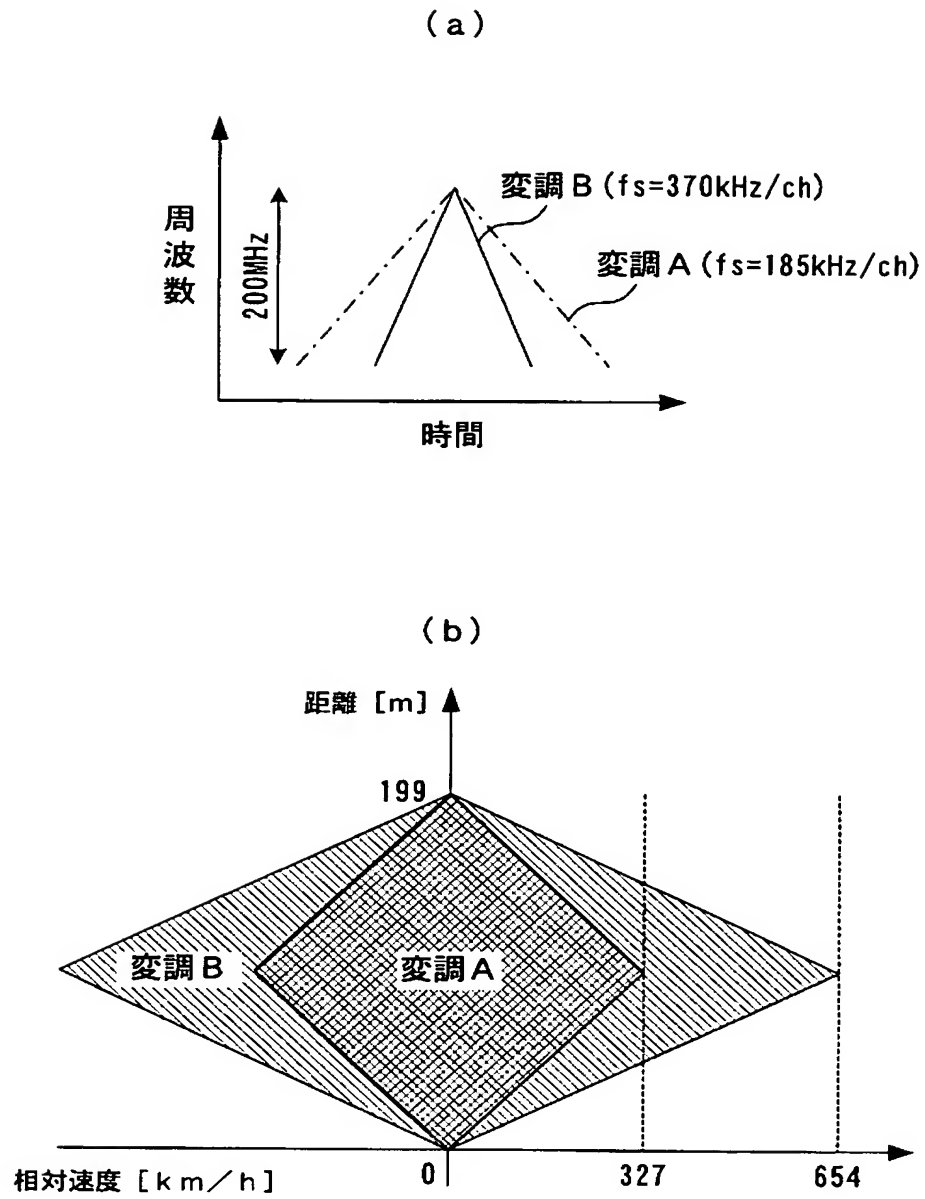
【図 6】



【図 7】



【図 8】





【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 複数の送信アンテナ及び複数の受信アンテナを順次切り替えて電波を送受信するレーダ装置において、遠距離ターゲットからの受信信号や受信機ノイズのエイリアシングを抑制する。

【解決手段】 受信側アンテナ部 20 を構成する受信アンテナを間隔 d にて配列し、送信側アンテナ部 18 を構成する送信アンテナを間隔 $d = d \times (n - 1)$ にて配列する。これによりターゲットとの間を往復する経路長が、チャンネル A9 と B1 とで等しくなり、且つ上記経路長が一定距離ずつ異なる 17 種類のチャンネル (A1 ~ A8, A9 又は B1, B2 ~ B9) が得られる。そして、異なる送信アンテナを使用するチャンネル A1 ~ A9 と B1 ~ B9 とは、別々の測定サイクルにてデータを収集し、測定サイクルの時間差に基づく誤差を、チャンネル A9, B1 のデータから算出される補正值によって補正する。

【選択図】 図 1

特願 2 0 0 3 - 0 3 2 7 0 8

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[0 0 0 0 0 4 2 6 0]

1. 変更年月日

1 9 9 6 年 1 0 月 8 日

[変更理由]

名称変更

住 所

愛知県刈谷市昭和町 1 丁目 1 番地

氏 名

株式会社デンソー